

# Medida de la Movilidad Electrónica en Dispositivos GaAs: Dependencia con la Polarización y la Frecuencia

Mohamed Chaibi\*, Guillermo Rafael†, Tomás Fernández†, Joe Rodríguez-Tellez†, Latifa El mâazouzi\*

\* UFR: Microélectronique et Instrumentation, Faculté des Sciences, Université Abdelmalek Essaâdi B.P : 2121, 93000 Tétouan, MAROC

† Departamento Ingeniería de Comunicaciones – Universidad de Cantabria  
Avda. Los Castros s/n 39005 Santander (CANTABRIA)  
e-mail : [tomas.fernandez@unican.es](mailto:tomas.fernandez@unican.es)

**Abstract**—In this paper we present a new method to evaluate mobility in GaAs devices as well as its dependence on frequency and bias point. Starting from the relationship between the high order derivative of the device drain current source, *gmd*, and the mobility two alternative measurement methods to obtain this parameter versus both bias conditions and frequency will be presented. At last, the experimental obtained results will show the validity of the presented approach.

## I. INTRODUCCIÓN

A medida que han ido evolucionando las estructuras físicas de los transistores utilizados para aplicaciones de RF y Microondas (MESFET, HEMT, HBT, etc), ha sido necesaria también una búsqueda de nuevos materiales sobre los que implementar dichos dispositivos. Así, en el rango frecuencial que nos ocupa el AsGa ha demostrado ser un material adecuado, debido a sus características de bajo ruido, alta velocidad electrónica, bajo consumo, etc. Por comparación con el Si, la movilidad electrónica que presenta el AsGa es muy superior a la del primero, lo que le hace apropiado para aplicaciones donde la frecuencia de operación es elevada. Aunque este hecho es bien conocido, la situación no es la misma cuando se intenta obtener un valor realista, de forma experimental, de dicha movilidad; de esta forma han sido numerosas las técnicas que se han utilizado hasta ahora para modelar este parámetro como son, el método de capacidad voltaje (CV) [1], el de la frecuencia de corte ( $f_T$ ) [2], y los propuestos por Folkes [3] y Shenai [4].

En este trabajo estudiaremos una técnica novedosa que consiste en el cálculo de la movilidad electrónica en transistores MESFET/HEMT de AsGa, a través de la segunda derivada cruzada de la intensidad (*gmd*). Se propondrán distintas formas de determinar el valor de *gmd* tanto en continua como en RF, permitiéndose así el estudio de la variación de este parámetro con la frecuencia, lo que constituye un avance en el campo de la medida de la movilidad electrónica sobre AsGa, debido a los amplios rangos de frecuencia en los que operan los dispositivos implementados en este material. Se presentarán los resultados

obtenidos para varios dispositivos, poniendo de manifiesto la coherencia y validez de los mismos por comparación con la bibliografía.

## II. DESCRIPCION DEL METODO DE OBTENCION DE LA MOVILIDAD ELECTRONICA SOBRE DISPOSITIVOS AsGa

En anteriores trabajos se ha presentado un método que permite calcular el valor de la movilidad electrónica en dispositivos FET y HEMT a partir de medidas de intermodulación [5], [6]. De esta forma se llegaba al resultado

$$\mu = \frac{\partial^2 I_{ds} \cdot L^2}{\partial V_{ds} \cdot \partial V_{gs} \cdot C_g} = \frac{g_{md} \cdot L^2}{C_g} \quad (1)$$

siendo *gmd* la derivada cruzada de segundo orden (incluyendo la constante de multiplicación de la serie) del desarrollo en serie de la corriente *I<sub>ds</sub>* que se muestra en la ecuación (2), *C<sub>g</sub>* la capacidad de puerta y *L* la anchura de puerta.

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{DS}(DC) + g_m \cdot v_{gs} + g_{ds} \cdot v_{ds} + g_{m2} \cdot v_{gs}^2 + g_{md} \cdot v_{gs} \cdot v_{ds} + g_{d2} \cdot v_{ds}^2 + g_{m3} \cdot v_{gs}^3 + g_{m2d} \cdot v_{gs}^2 \cdot v_{ds} + g_{md2} \cdot v_{gs} \cdot v_{ds}^2 + g_{d3} \cdot v_{ds}^3 \quad (2)$$

Teniendo en cuenta que todos los términos que representan derivadas que aparecen en (2) son intrínsecos, esto es, dependientes de las tensiones internas de control del transistor *V<sub>gs</sub>* y *V<sub>ds</sub>* (ver figura 1) es necesario conocer con precisión el valor de los elementos extrínsecos.

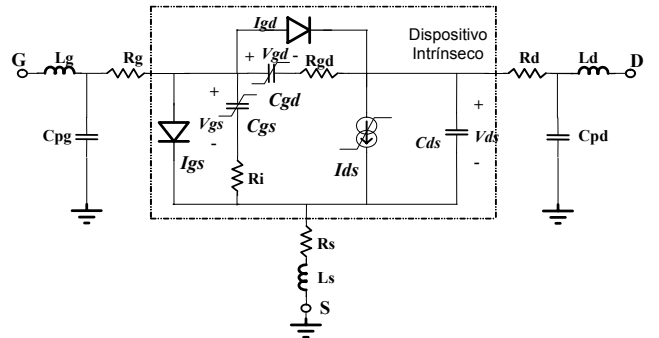


Fig. 1. Circuito Equivalente de un dispositivo GaAs MESFET

En este trabajo, la obtención de los elementos parásitos de los diferentes dispositivos se llevará a cabo utilizando un método de extracción especialmente diseñado basado en técnicas de optimización mediante lógica difusa [7].

Puesto que el valor de  $gmd$  puede obtenerse a partir del valor de la transconductancia ( $gm$ ) y/o conductancia de salida ( $gds$ ) del dispositivo como:

$$gmd = \frac{\partial gm}{\partial V_{ds}} = \frac{\partial gd}{\partial V_{gs}} \quad (3)$$

los métodos que permitan medir el valor de dichos parámetros serán, de forma indirecta, los que proporcionen el valor de  $gmd$ . En el presente trabajo se van a presentar dos aproximaciones distintas para conocer el valor de  $gm$  (ó  $gmd$ ). La primera de ella consiste en la medida de los parámetros de scattering del transistor en un rango de frecuencias apropiado y en diferentes puntos de polarización (zona lineal y saturación). La segunda consiste en realizar medidas en continua y pulsadas (desde todos los diferentes puntos de polarización deseados) de la fuente de la transconductancia  $gm$  (ó  $gds$ ) con objeto de poder calcular luego incrementalmente  $gmd$ . Hacer notar que, independientemente del método de medida propuesto, las medidas de parámetros de scattering son siempre necesarias ya que posibilitan conocer el valor de los elementos parásitos, así como extraer el valor de la capacidad de puerta  $C_{gs}$ , necesario según (2), para llegar al valor de la movilidad. La medida de la movilidad a partir de la medida DC y pulsada permite ver la dependencia no solo con la frecuencia, sino también con el punto de operación del transistor, de la movilidad; este método de medida permite por tanto tener en cuenta efectos de *trapping* y *autocalentamiento* presentes en dispositivos AsGa [8]. Como se verá en los resultados experimentales, la obtención de  $gmd$ , derivada primera de  $gm$  y/o  $gds$ , se lleva a cabo mediante el cálculo numérico (incrementalmente) de dicha derivada a partir de los datos experimentales de estos últimos parámetros. Para evitar el ruido de cálculo presente debido al rizado que presentan las medidas de  $gm$  y  $gds$ , es necesario previamente llevar a cabo un proceso de suavizado, mediante algoritmos matemáticos, de las mismas. Este procesado numérico, tanto el suavizado como la diferenciación incremental, se ha llevado a cabo utilizando MATLAB™, como se verá en los resultados que se presentan a continuación.

### III. RESULTADOS EXPERIMENTALES: OBTENCION DE LA MOVILIDAD FRENTE A LA FRECUENCIA Y LA POLARIZACIÓN

Aunque el método propuesto se ha aplicado a varios dispositivos, en este apartado, como dispositivo a estudiar, se ha elegido el transistor MGF1923 de MITSUBISHI, especialmente indicado para aplicaciones de bajo ruido en banda S a Ku.

#### A. Extracción de los elementos parásitos

A partir de la medida de los parámetros de scattering en el rango frecuencial de interés y aplicando los resultados conocidos de [7], basado en la medida de parámetros [S] en

puntos de pinch-off y sin polarización, fue posible obtener el valor de los elementos extrínsecos del dispositivo. Su valor se muestra en la tabla 1. En la figura 2 se muestran las medidas para los parámetros S11 y S22 en ambas condiciones de polarización.

Resistencias ( $\Omega$ )			Inductancias (nH)			Capacidades (pF)	
$R_g$	$R_d$	$R_s$	$L_g$	$L_d$	$L_s$	$C_{pgi}$	$C_{pdi}$
1.36	6.51	0.82	0.06	0.66	0.12	0.29	0.05

Tabla. 1. Elementos extrínsecos del transistor MGF1923

#### B. Obtención de la movilidad a partir de parámetros [S]

De la misma manera que se extrajeron los elementos parásitos, fue posible obtener el valor de la capacidad  $C_{gs}$ . Como ejemplo, en la figura 2 se muestran los resultados de la extracción llevada a cabo para dicha capacidad en un punto de polarización dado.

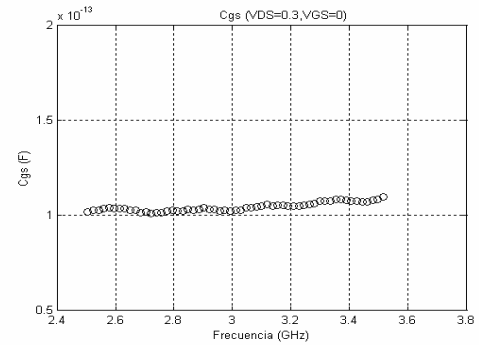


Fig. 2. Valores obtenidos de  $C_g$  a partir de los parámetros S en el punto de polarización  $V_{GS}=0V$ ,  $V_{DS}=0.3V$

Aplicando las técnicas propuestas en [7], se puede llegar a obtener el valor de la transconductancia intrínseca, para diferentes puntos de polarización, como se aprecia en la figura 3.

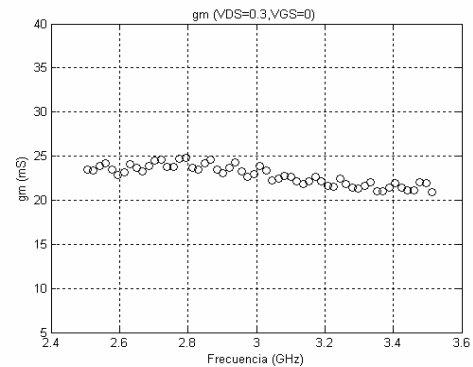


Fig. 3. Valores obtenidos de  $gm$  a partir de los parámetros S en el punto de polarización  $V_{GS}=0V$ ,  $V_{DS}=0.3V$

Con los valores presentados en las figuras 2 y 3, y aplicando la ecuación (1), se calcula el valor de la movilidad en el punto de polarización de trabajo; esta situación se muestra en la figura 4.

Repitiendo el anterior análisis para diferentes puntos de polarización, y centrándonos en un determinado valor de la frecuencia, es posible representar la variación de la movilidad electrónica frente a la variación del punto de polarización, como se muestra en la figura 5, para una frecuencia de 2.4 GHz.

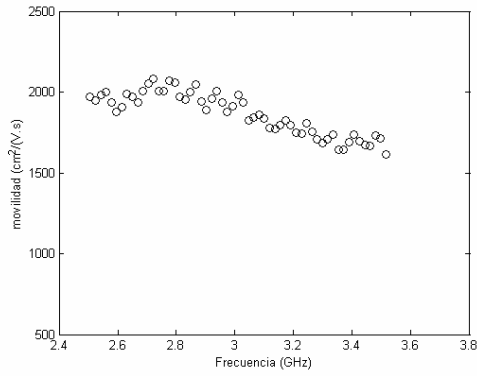


Fig. 4. Valores obtenidos de la movilidad a partir de los parámetros S en el punto de polarización  $V_{GS}=0V$ ,  $V_{DS}=0.3V$

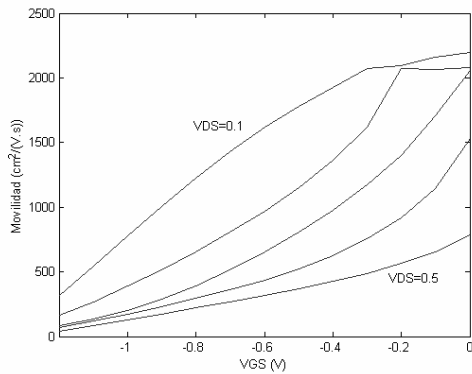


Fig. 5. Dependencia de la movilidad electrónica con el punto de polarización. Dispositivo MGF1923. Frecuencia 2.4 GHz.

### C. Obtención de la movilidad a partir de medidas I/V DC y pulsadas.

Como es bien conocido, las medidas pulsadas I/V permiten realizar la medida de la corriente  $I_{ds}$  del transistor una vez pasado el corte de la dispersión frecuencial debido a efectos de *trapping*. De esta forma se ha implementado en el sistema de medida la capacidad de evaluar directamente, por medida, el valor de la transconductancia y conductancia de salida tanto en régimen de corriente continua como pulsada.

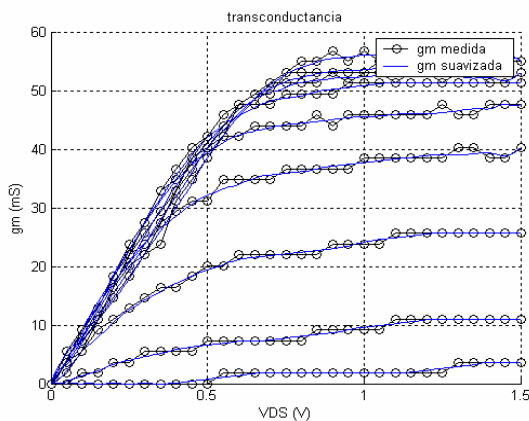


Fig. 6. Transconductancia medida y suavizada en DC.

Dado el pequeño valor de ambas magnitudes, el error de medida del sistema hace necesario recurrir a técnicas de suavizado (*Smoothing*) para eliminar el rizado presente en

dichas medidas, derivando a continuación de forma numérica la curva suavizada; esta situación se muestra en la figura 6, para la transconductancia en régimen de continua.

Repitiendo las anteriores medidas de la transconductancia, pero ahora en régimen pulsado se obtuvieron los resultados presentados en la figura 7, donde son apreciables las diferencias en el valor obtenido para dicho parámetro con respecto a la figura 6.

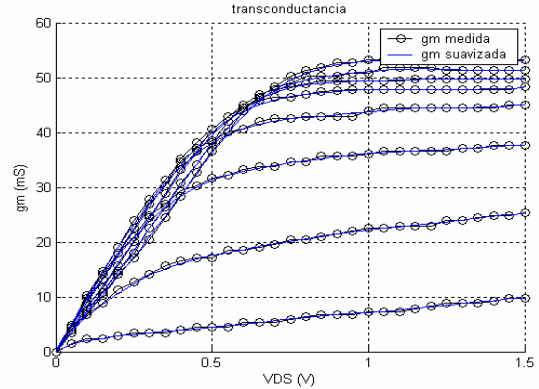


Fig. 7. Transconductancia medida y suavizada en régimen pulsado para el mismo dispositivo de la figura 6.

Teniendo en cuenta las diferencias existentes entre la transconductancia en régimen de DC y pulsado vistas en las figuras anteriores, derivada del efecto de dispersión frecuencial [8], es lógico pensar que dichas diferencias se verán trasladadas al cálculo de la movilidad a través del valor de la derivada cruzada  $g_{md}$ . Como ejemplo, en la figura 8 se muestran las diferencias existentes entre la transconductancia medida en régimen de DC y pulsado.

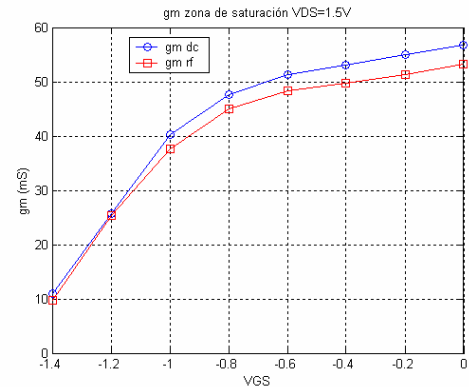


Fig. 8. Comparación entre la Transconductancia medida en régimen DC y Pulsado.  $V_{DS}=1.5 V$

Como se indicó anteriormente, a partir de la transconductancia, por derivación numérica, se obtiene el valor de  $g_{md}$ . Puesto que la transconductancia presenta una dispersión frecuencial, tal y como se ve en la figura 8, es de esperar que la derivada cruzada  $g_{md}$  se vea afectada por esta misma dispersión. De esta forma, en la figura 9 se muestra la comparación entre la derivada cruzada obtenida a partir de las medidas en régimen de continua y las de régimen Pulsado. Dada las características de los pulsos aplicados para efectuar la medida (se supone que la medida de la corriente dinámica se realiza una vez pasado el corte frecuencial de los efectos de *trapping*), el valor de la derivada obtenida deberá coincidir con el que se obtiene cuando el dispositivo opera con señales de RF.

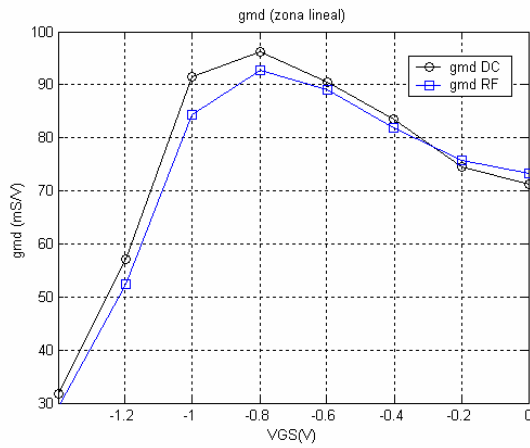


Fig. 9. Comparación entre la derivada  $gmd$  en régimen DC y Pulsado.

Por último, presentamos los resultados obtenidos para la movilidad obtenida a partir de medidas en régimen pulsado. Puesto que la aproximación empleada en el cálculo (1) es sólo válida en la zona lineal [5], [6], en la gráfica 10 se muestra la evolución de la movilidad en dicha zona de operación del transistor.

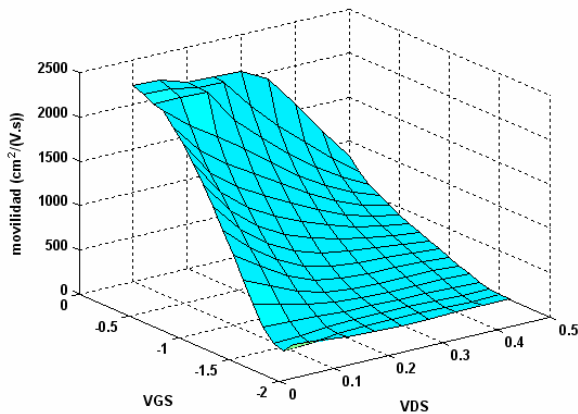


Fig. 10. Movilidad obtenida a partir de medidas en régimen pulsado.

#### IV. CONCLUSIONES

En este trabajo, a partir de un método especialmente desarrollado [5], [6], que permite evaluar la movilidad de transistores sobre AsGa, se ha llevado a cabo un estudio de la dependencia de la misma con el punto de polarización y la frecuencia. Partiendo de dos formas distintas de caracterización, parámetros de *scattering* y medida pulsada, se han podido poner de manifiesto dichas dependencias; para ello se ha tomado como punto de partida la transconductancia para posteriormente calcular la derivada cruzada  $gmd$  y según (2) la movilidad. Con objeto de comprobar la coherencia y validez de los resultados obtenidos, en la tabla 2 se muestra una comparación entre el valor de la transconductancia,  $gm$ , obtenido a partir de parámetros de *scattering* y de las medida en régimen pulsado, donde se puede observar que las diferencias entre ambas son mínimas, lo que conllevará diferencias mínimas también en el cálculo de la derivada cruzada  $gmd$  y, por ende, de la movilidad.

$Vds(V)$	$gm$ pulsada (mS)	$gm$ Scattering (mS)
0.1	6.84	6.3
0.2	14.16	15.1
0.3	20.51	22.4
0.4	28.33	28.5
0.5	36.63	36.0

Tabla. 2. Transconductancia,  $gm$ , obtenida a partir de dos métodos de medida diferentes.

Con todo, este trabajo permite avanzar en el campo del modelado de dispositivos activos de microondas, al evaluar un parámetro crítico como es la movilidad electrónica en AsGa. Una vez las dependencias con la polarización y frecuencia de la movilidad hayan sido modeladas, a partir de la relación existente entre dicho parámetro y la corriente de drenador,  $I_{ds}$  [5], [6], será posible obtener modelos más precisos del comportamiento no lineal de este tipo de dispositivos microondas.

#### AGRADECIMIENTOS

Los resultados presentados en este artículo se han obtenido dentro del marco de trabajo de los proyectos:

- NoE TARGET (IST program of the EU under contract IST-1-707893-NOE)
- TIC2002-0484-C03-03

#### REFERENCIAS

- [1] Kiyoyuki Yokoyama, Hiroyuki Sakaki. "Importance of Low Field drift Velocity characteristics for HEMT modeling." *IEEE Electron Device Letters*. Vol. EDL 8 No. 2 February 1987.
- [2] C. C. Sun, J. M. Xu, A. Hagley, R. Surridge, and A. Spring Thorpe. "Electron Mobility Measurement in Short Channel FET using the Cutoff Frequency Method". *IEEE Electron Device Letters*. Vol. 11, No 9, September 1990. pp. 382-384.
- [3] P. A. Folkes. "Measurement of the low-field electron mobility and compensation ratio profiles in GaAs field-effect transistor". *Appl. Phys. Lett.* 48 (6), 10 February 1986. pp. 431 -433
- [4] Krishna Shenai, Robert W. Dutton. "Low-Field Electron Transport Mechanisms in GaAs MESFET's". *IEEE Transactions on Electron Devices*. Vol. 35 No. 5, May 1998.
- [5] Guillermo Rafael Valdivia, Tomás Fernández Ibáñez, J. Rodríguez-Tellez, Antonio Tazón Puente, Angel Mediavilla Sánchez, "Measurement of Mobility in HEMT Devices Using High-Order Derivatives", *IEEE Transactions on Electron Devices*. Vol 51, January 2004. pp. 1-7.
- [6] Guillermo Rafael Valdivia, Tomás Fernández Ibáñez, J. Rodríguez-Tellez, Antonio Tazón Puente, Angel Mediavilla Sánchez, "Cálculo de la Movilidad en Dispositivos HEMT a partir de Medidas de Intermodulación", *Symposium URSI 2004, Barcelona*.
- [7] G. Rafael Valdivia, J. Ma. Zamanillo, T. Fernández, A. Mediavilla, A. Tazón. "Improved Neurofuzzy Method to extract parasitic elements in the modelling of MESFETs". *Proceedings of the Mediterranean Microwave Symposium*. 2002. Universidad de Extremadura. Cáceres. España. pp. 165-168
- [8] J. Rodríguez Tellez. T. Fernández. A. Mediavilla. A. Tazón. "Characterization of Thermal and Frequency Dispersion Effects in GaAs MESFET Devices". *IEEE Trans. on Microwave Theory & Techniques*, Vol. 49, No. 7, July 2001, pp. 1352-1355.